

INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA SOBRE LAS  
FRANJAS DE INTERFEROMETRIA DE UN INTER  
FEROMETRO MULTIPLICADOR.METODO DE CO-  
RRECCION.

TESIS DOCTORAL

presentada por

VICENTE ORTEGA CASTRO

para la obtención del título de  
Doctor Ingeniero de Telecomunicación.

DIRECTOR : NARCISO GARCÍA REDONDO

[01-01-72]

### RECONOCIMIENTO

El autor agradece a su director de tesis, Catedrático D. Narciso Garcia Redondo, su apoyo y comprensión en la realización y presentación de esta tesis.

Tambien expreso mi reconocimiento al profesor A.R. Thompson(Universidad de Stanford, California), por su ayuda en la parte experimental y por las valiosas discusiones que con él tuve.

El presente trabajo ha sido posible gracias a una beca concedida al autor por el Ministerio de Educación y Ciencia para su estancia en la Universidad de Stanford.

## INTRODUCCION

Uno de los principales objetivos de la Radioastronomía es la determinación precisa de la posición de radio fuentes en el espacio. La posición resulta, por ejemplo, de suma importancia cuando se trata de identificar radiofuentes extragalácticas con fuentes ópticas, con objeto de poder así conocer la distancia de dicha fuente midiendo el desplazamiento del rojo. Cuando dicha identificación se lleva a cabo se examina una placa de una pequeña región rectangular explorada. Normalmente, en dicha placa quedarán registradas otras muchas fuentes ópticas que hay que excluir. A medida que se pueda hacer menor la región explorada, disminuirá la probabilidad de encontrar otras fuentes que la buscada. Pero esto está en relación directa con la exactitud en la medida de la posición de la radiofuente.

Por otra parte, muchas de estas radiofuentes, hoy en proceso de búsqueda, tienen diámetros del orden de  $20''$  de arco(1) por lo cual la resolución del equipo radiotelescópico empleado debe ser al menos de este orden y el error tolerable en la posición no puede ser mayor de este orden.

Para radiotelescopios cuya antena es de tipo parabólico la resolución depende de la anchura del lóbulo principal del diagrama de radiación y es proporcional a la re-

lación longitud de onda / diametro del paraboloide. Para lograr una resolución elevada se construyen antenas de diámetros muy grandes. No obstante, se llega a limitaciones de tipo mecánico que hacen practicamente imposible aumentar la resolución por este camino.

Se recurre entonces al método de interferometría. En este método se hace uso de la interferencia producida por las señales recogidas por dos o más antenas separadas entre si distancias muy grandes comparadas con la longitud de onda de la señal. Se obtiene así un diagrama de radiación compuesto de un cierto número de lóbulos muy estrechos, cuya anchura depende, no del diametro de cada antena sino de la separación entre ellas. Se consiguen de este modo resoluciones de hasta fracciones de minuto de arco con la consiguiente precisión en la medida de la posición de una radiofuente.

Las franjas de interferencia o lóbulos se producen debido a la diferencia de fase de la señal que llega a cada antena y que es función de la posición de la radiofuente relativa a la dirección principal del interferómetro.

Las señales recogidas en los focos de cada antena son amplificadas, convertidas a una frecuencia intermedia y conducidas a través de sendos cables coaxiales a un equipo en donde son sumadas o multiplicadas—según el tipo de receptor empleado—produciéndose entonces la señal resultante que, teóricamente, es una función de las diferencias de fase de la señal que alcanza cada antena.

Sin embargo, a la fase de la señal en la antena—información—hay que sumarle la fase instrumental debida al camino eléctrico—amplificador de radiofrecuencia, mezclador, cable coaxial ....etc— hasta el sumador o correlador. Si esta fase instrumental es distinta para cada camino, o varia

notablemente durante el periodo de observación, se produce un error en el diagrama de interferometría y por consiguiente en todas las medidas que de él se deduzcan, como pueden ser la distribución de brillo de una radiofuente o, en nuestro caso, la medida de la posición.

En este sentido, la tesis aborda los puntos siguientes:

1.- Demostrar el error producido en el diagrama de interferometría y por consiguiente en la declinación de una radiofuente debida a la variación de la fase instrumental.

2.- Demostrar que la variación en la fase instrumental es debida fundamentalmente a los cambios de temperatura del medio ambiente que rodea el interferómetro.

3.- Desarrollar un equipo de medida muy sensible que permita conocer el error introducido y por lo tanto poder corregirlo.

4.- Por último, hacer un estudio de la estabilidad del sistema, fijandonos principalmente en la variación de frecuencia con las variaciones de temperatura.

La tesis ha sido elaborada a partir de los trabajos efectuados en un tipo particular de radiointerferómetro- Interferómetro de 5 elementos del Instituto de Radio-Ciencia del Departamento de Ingeniería eléctrica de la Universidad de Stanford, California, durante la estancia del autor en dicha universidad. No obstante los datos obtenidos de tipo particular, la tesis aborda el problema desde el punto de vista más general, válido, con pequeñas modificaciones, para cualquier tipo de interferómetro de correlación con los osciladores locales de los receptores de radiofrecuencia oscilando sincrónicamente, combinación que es frecuente encontrar en la práctica.

Debido a que el autor no pudo continuar su estancia en dicha universidad la tesis queda inacabada, en el sentido de que al no poder realizar observaciones de radi-fuentes (por no estar concluidos todos los receptores de radiofrecuencia) no se pudo comprobar experimentalmente el funcionamiento del sistema completo. Sin embargo, parcialmente si se comprobó la puesta a punto, correcciones y funcionamiento del equipo de medida del desfase instrumental que es el tema fundamental que aborda la tesis y que es en cierto modo independiente del interferómetro en si mismo.

## CAPITULO 1º

El esquema básico del interferómetro objeto de estudio es el indicado en la figura 1. Las señales que provienen de una radiofuente son recogidas en las antenas. Después de ser amplificadas, son mezcladas con las señales de sendos osciladores locales quedando así convertidas en señales de frecuencia intermedia. Después de amplificadas a un nivel conveniente son enviadas a través de cable coaxial hasta el laboratorio central donde son multiplicadas. La señal resultante es integrada y aplicada a un registrador que registra el diagrama de interferometría.

Cuando la radiofuente se halla en una dirección que forma un ángulo  $\theta$  respecto a la normal a la línea de base que une ambas antenas, la diferencia de camino recorrido entre las señales que llegan a las antenas 1 y 2 es

$$l = L \sin \theta \quad (1.1)$$

siendo  $L$  la longitud de la línea de base.

Ya que en las medidas de posición solo son importantes las fases relativas de las señales y no las amplitudes, en el estudio que sigue se ignoran las constantes que introducen los amplificadores, mezcladores y demás ele-

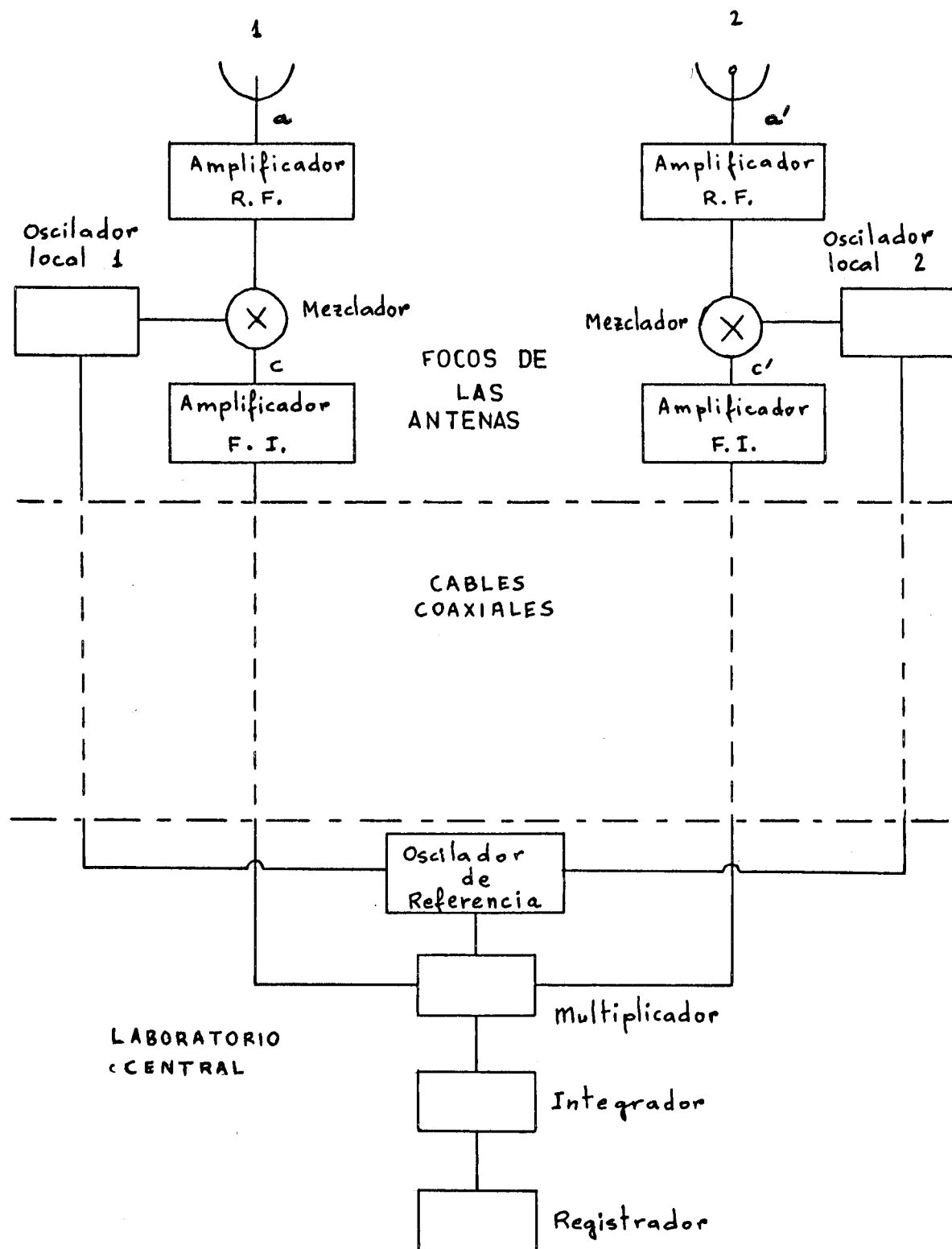


Figura 1.-Esquema básico de un interferómetro multiplicador.



mentos del sistema. Se supondrá, para mayor simplicidad, que los mezcladores multiplican, nada más, las señales recogidas por las antenas por las correspondientes de los osciladores locales. También, y para mayor generalidad, se admitirá que tanto la "señal" como la "imagen" están presentes en el proceso heterodino y que ambas contribuyen a la potencia de ruido recibida de la radiofuente.

Los voltajes inducidos en cada antena pueden escribirse como (2):

$$V_a = V(\theta) \sin (wt - \beta l/2) \quad (1.2a)$$

$$V_{a'} = V(\theta) \sin (wt - \beta l/2) \quad (1.2b)$$

donde  $l$  es la distancia dada en (1.1) y se supone que las dos antenas son idénticas.

Estas señales alcanzan el mezclador donde son combinadas con las señales que provienen de los respectivos osciladores locales.

Supongamos ahora-posteriormente se verá la razón- que estos osciladores no oscilan sincronicamente, sino que llevan una cierta diferencia de fase que denominaremos  $\Delta\varphi$  es decir

$$V_{lo1} = V_o \sin w_o t$$

$$V_{lo2} = V_o \sin (w_o t + \Delta\varphi)$$

Las señales de frecuencia intermedia resultantes de la mezcla en los caminos respectivos serán:

$$V_o = k V(\theta) \cos (w_i t - \beta l/2) \quad (1.3a)$$

$$V_{o'} = k V(\theta) \cos (w_i t - \beta l/2 - \Delta\varphi - \phi_R) \quad (1.3b)$$

donde  $\phi_R$  es un término añadido a propósito que tiene en cuenta cualquier desfase instrumental constante debido a la no perfecta simetría de los distintos caminos eléctricos.

Con notación compleja se pueden escribir las expresiones anteriores en la forma:

$$V_o = k V(\theta) \text{ Real } (\exp j(\omega_1 t - \beta l/2))$$

$$V_{o'} = k V(\theta) \text{ Real } (\exp j(\omega_1 t + \beta l/2 - \Delta\varphi))$$

Estas señales atraviesan los amplificadores de frecuencia intermedia y son conducidas a través de cables coaxiales hasta el edificio central para proceder a su correlación. En todo este camino que recorre la señal de frecuencia intermedia es muy probable que se puedan producir nuevas diferencias de fase entre ambas señales. Sin embargo, se ha demostrado(3) que estos cambios de fase son despreciables comparados con los que pueden producirse en el camino de radiofrecuencia y por lo tanto no los tendremos en cuenta.

Así pues, la señal de salida resultante después de la multiplicación y promedio en el tiempo será:

$$\begin{aligned} \text{Real} \langle V_o V_{o'} \rangle &= |k_l V(\theta)|^2 \cos(\beta l + \Delta\varphi - \phi_R) = \\ &P(\theta) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L \sin\theta + \Delta\varphi - \phi_R\right) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Si se considera un interferómetro de seguimiento  $P(\theta)$  es constante con lo que el diagrama de interferometría viene dado por la expresión

$$P_o \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} L \sin\theta + \Delta\varphi - \phi_R\right) \quad (1.5)$$

representada gráficamente en la figura 2.

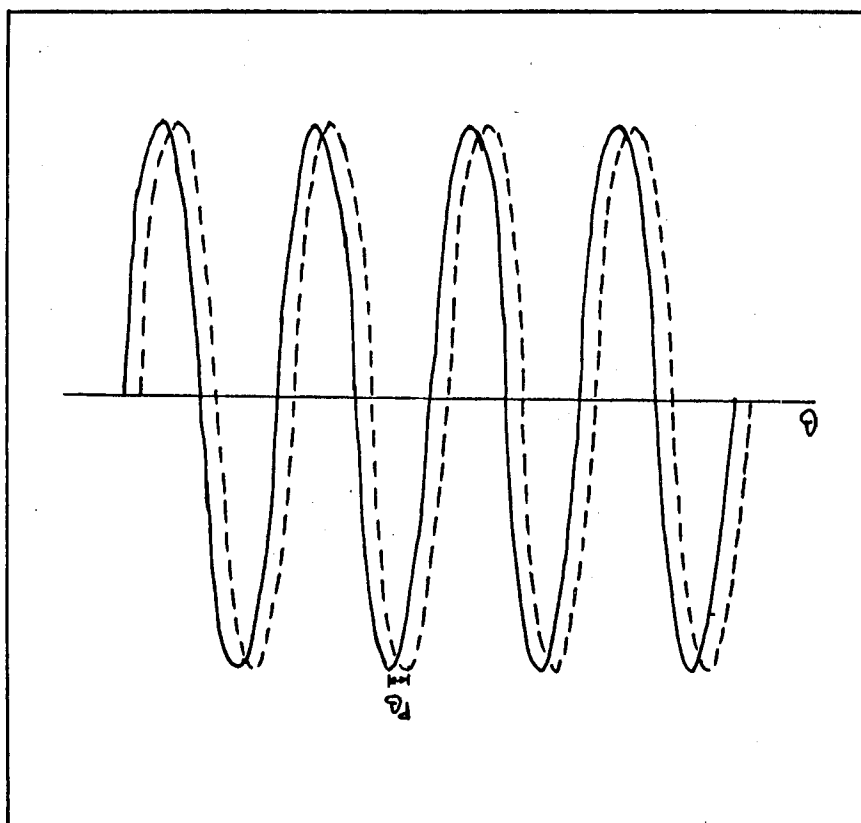


Figura 2. Franjas de interferometría ideales-línea de trazo- y desviadas-línea llena-.

Tanto en un caso como en otro se observa que las franjas de interferometría quedan desplazadas de su posición exacta un ángulo  $\theta_d$  dado por

$$\theta_d = \frac{\Delta\varphi - \phi_0}{2n} \frac{\lambda}{L}$$

Si este ángulo  $\theta_d$  fuera constante bastaría una observación de calibración a una radiofuente de declinación conocida por ejemplo en su tránsito por el meridiano para determinar para un periodo relativamente largo este error instrumental. Sin embargo, como se demostrará posteriormente, el desfase  $\Delta\varphi$  puede variar de una mane-

ra aleatoria durante el periodo de observación de una radiofuente por lo que serian necesarias excesivas calibraciones, lo cual resulta incómodo y sobre todo prohibitivo si no se quiere perder la radiofuente en su seguimiento. Señalaremos ahora, y quedará demostrado despues, que con nuestro metodo de medida puede conocerse el desfase instrumental en cualquier momento sin necesidad de interrumpir el seguimiento de la radiofuente.

### Influencia del desfase instrumental en la medida de la declinación de una radiofuente.

Los métodos de medida de la posición de una radiofuente varían según el tipo de interferómetro-de tránsito por el meridiano, de seguimiento, con barrido de frecuencia, por rotación de lóbulos, ....etc-pero siempre hay algunos pasos comunes: el registro del diagrama de interferometria la medida de la fase de los lóbulos-es decir, el ángulo  $\theta$  , - y relacionar las coordenadas de la radiofuente-declinación y ángulo horario-con dicho ángulo  $\theta$  .

Este estudio no pretende abordar todos los métodos posibles. Nos limitaremos a dos de ellos. Uno es el caso de un interferómetro de tránsito por el meridiano por ser frecuente en la práctica, y otro el de un interferómetro de seguimiento de gran resolución con línea de base orientada en la dirección Este-Oeste. Sobre este último tipo de interferómetro se realizó parte del trabajo experimental.

### Interferómetro de tránsito meridiano.

La figura 3 muestra el registro de salida producido por el paso de una radiofuente por el campo de vista de un interferómetro simple. En línea discontinua se indi-

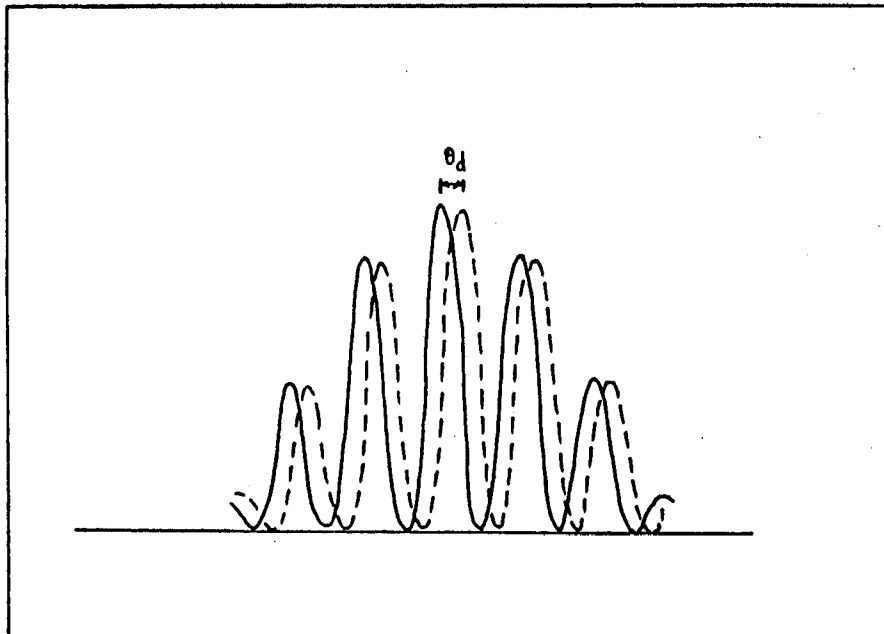


Figura 3.Registro del paso de una radiofuente de pequeño diametro angular por el meridiano.

ca el mismo diagrama desplazado un cierto tiempo(ángulo) debido al desfase instrumental.

Las coordenadas celestiales de la radiofuente se determinan a partir del diagrama en la forma siguiente: La ascensión recta se encuentra anotando el tiempo sideral en que ocurre el máximo del lóbulo central; la declinación puede hallarse a partir del periodo del diagrama de interferometria. Si llamamos  $\Delta t$  al tiempo, medido en

$$\sec \delta = \Delta t \times \frac{L}{\lambda} \left( \frac{2\pi}{24 \times 3600} \right) \quad (1.7)$$

segundos, transcurrido entre dos máximos o mínimos sucesivos próximos al lóbulo central, la declinación  $\delta$  se obtiene(4) a partir de la fórmula (1.7), siendo el factor entre paréntesis la velocidad de rotación de la tierra expresa-

da en radianes por segundo.

De lo expuesto, es evidente que el desfase instrumental no influye en la medida de la declinación. En cambio, si introduce un error en la determinación de la ascensión recta, ya que debido al desplazamiento de las franjas el paso por el lóbulo central puede registrarse antes o después del verdadero paso por el meridiano.

Este método tan sencillo tiene, sin embargo, aplicaciones muy limitadas. En interferómetros de resolución elevada es necesaria una separación entre antenas muy grande de modo que la relación  $\lambda/l$  sea muy pequeña. Pero entonces el periodo del diagrama de interferometría es tan pequeño que se hace muy difícil resolverlo. Habría que reducir mucho la constante de tiempo del integrador perdiendo entonces sensibilidad.

Por otra parte en el proceso de búsqueda de nuevas radiofuentes es necesario explorar el cielo visible. De aquí que se recurra entonces a métodos algo más complicados, uno de los cuales se analiza a continuación.

### Interferómetro de seguimiento.

Estudiamos a continuación el caso de un interferómetro de seguimiento cuya línea de base está orientada en la dirección Este-Oeste.

En primer lugar determinaremos la relación entre el ángulo  $\vartheta$  y las coordenadas celestiales. El ángulo  $\vartheta$  quedó definido como el ángulo que forma la dirección del astro con respecto a una línea normal a la línea de base. Por lo tanto  $\vartheta \pm \theta$  será el ángulo formado por la dirección de la radiofuente y la línea de base, tomando el signo negativo para ángulos anteriores al tránsito por el meridiano

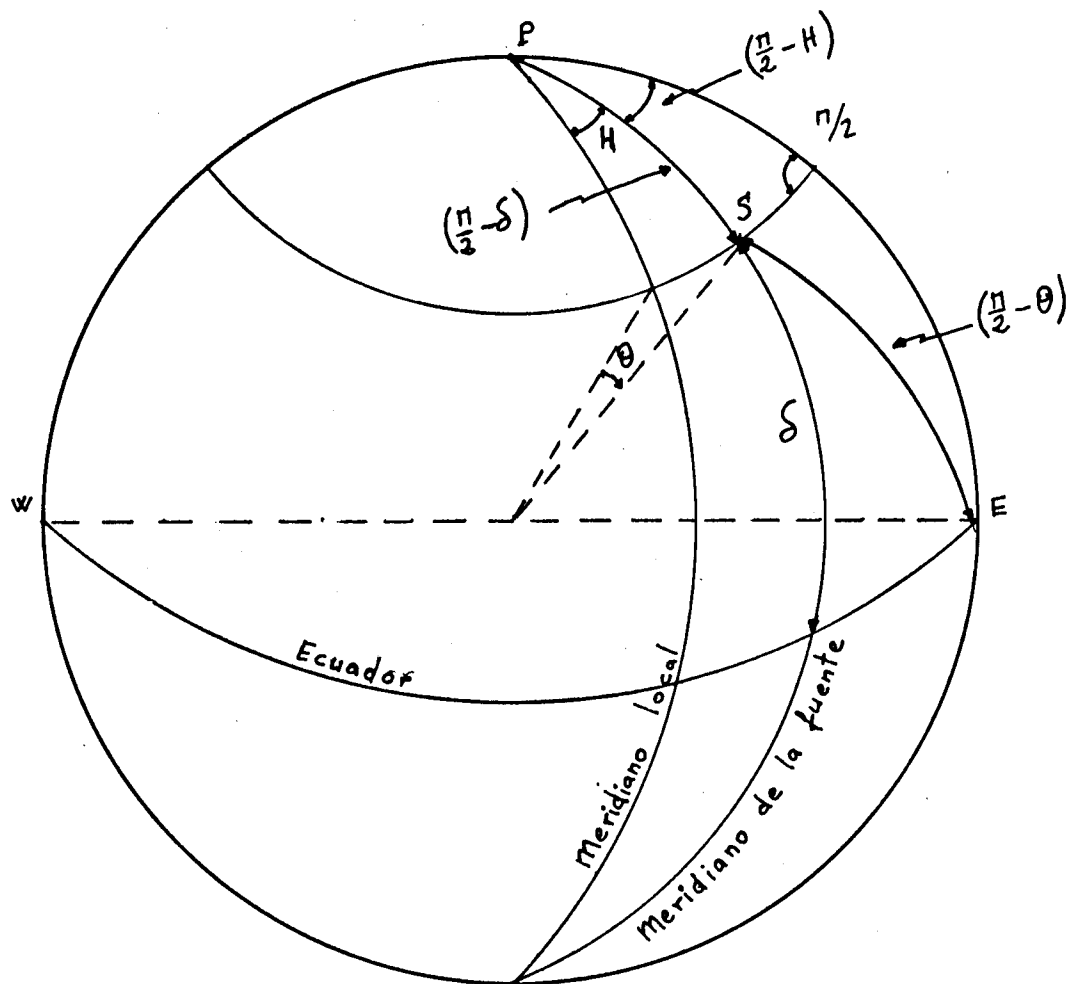


Figura 4. S : posición de la radiofuente de coordenadas ecuatoriales  $\delta$  -declinación - y H - ángulo horario-

P : polo norte celestial

E : polo este.

y el positivo para ángulos posteriores a dicho tránsito.  
Por otra parte, la línea de base forma un ángulo de noven-

ta grados con la dirección del polo Norte de la esfera celeste. Con todo ello y de acuerdo con lo indicado en la figura 4 se puede escribir, haciendo uso de una relación trigonométrica aplicada al triángulo esférico PSE

$$\begin{aligned} \cos \left( \frac{\pi}{2} - \theta \right) &= \cos \left( \frac{\pi}{2} - \delta \right) \cos \frac{\pi}{2} + \\ &+ \sin \left( \frac{\pi}{2} - \delta \right) \sin \left( \frac{\pi}{2} - 0 \right) \cos \left( \frac{\pi}{2} - H \right) \end{aligned}$$

es decir

$$\sin \theta = \cos \delta \sin H \quad (1.8)$$

relación que expresa el ángulo  $\theta$  en función de las coordenadas ecuatoriales de la radiofuente. (Observese que para ángulos muy próximos al tránsito por el meridiano la relación anterior se convierte en  $\theta = \cos \delta \times H$ , expresión que sirvió para deducir la fórmula 1.7).

Volviendo a la fórmula (1.8), se deduce que a incrementos de  $\sin \theta = \lambda / L$  corresponden anchuras de lóbulos dadas por

$$\Delta \theta = \frac{\lambda / L}{\sqrt{1 - \cos^2 \delta \sin^2 H}} \quad (1.9)$$

Es decir, que la anchura de los lóbulos o franjas de interferometría no es constante sino que crece a medida que aumenta el ángulo horario. Este hecho ha sido comprobado experimentalmente tal como se pone de manifiesto en la figura 5 (5).

Merece la pena, aun alejándose por el momento del objetivo fundamental de la tesis, recordar algunos hechos sobresalientes de este tipo de interferometría.

Por una parte, al poder medir en ángulos horarios



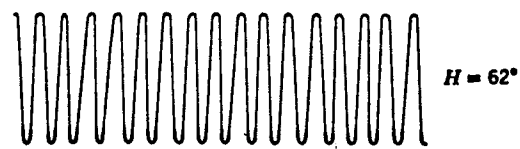
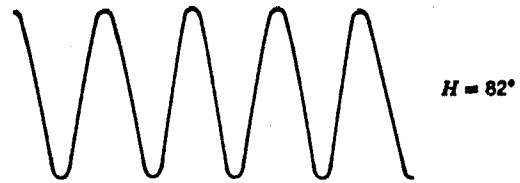


Figura 5. Franjas de interferometría observadas a diferentes ángulos horarios.

Línea de base  $L = 2000 \lambda$  ,  $\lambda = 3$  cm.

bastante alejados del meridiano se elimina el hecho ya señalado de que el periodo de las franjas de interferometría sea tan pequeño que se haga difícil resolverlo.

Por otra parte, en la reducción de datos, que se estudiará posteriormente, se dispondrá de muchas medidas, una para cada ángulo horario, lo cual permitirá promediar y obtener un resultado más exacto.

Además, si interesa hacer medidas de la distribución de brillo de una radiofuente es conveniente seguirla durante su periodo de permanencia dentro del campo de visibilidad utilizando una síntesis de Fourier basada en la variación de las franjas con el ángulo horario.

Y por último, el hecho de poder buscar radiofuentes en cualquier ángulo horario sin tener que esperar a su tránsito por el meridiano.

El inconveniente fundamental de este método radica en que el término  $\Delta\varphi$  de la fase instrumental puede variar a lo largo del seguimiento modificando el diagrama de interferometría y produciendo un resultado erróneo en la reducción de las observaciones. Esto se pone de manifiesto sustituyendo la fórmula (1.8) en (1.5) con lo que el registro corresponde a la expresión analítica siguiente

$$P_0 \cos \left( \frac{2\pi L}{\lambda} \sin H \cos \delta + \Delta\varphi - \phi_R \right) \quad (1.10)$$

Es pues evidente de esta expresión que la anchura de las franjas varía con el ángulo horario  $H$  pero también con el desfase instrumental variable  $\Delta\varphi$ .

Para la reducción de las observaciones y determinación de la declinación se tendrá en cuenta que todo

interferómetro debe poseer algún dispositivo que generará unas marcas de tiempo que se graban sobre la cinta registradora y que servirán de escala para medir el periodo de las franjas.

El proceso para la reducción una vez registrado el diagrama es el siguiente:

Se mide la posición del punto medio entre dos ceros sucesivos del diagrama que comprendan un máximo positivo con relación a las marcas de tiempo. Se mide también el periodo del lóbulo correspondiente y se expresa el tiempo del punto medio como fracción del periodo del lóbulo. Si denominamos  $p$  a este tiempo se verificará

$$\cos \left( \frac{2\pi L}{\lambda} \sin H \cos \delta + \Delta\varphi - \phi_R + 2\pi p \right) = 1$$

por haber elegido un máximo positivo.

La expresión anterior requiere que

$$\frac{2\pi}{\lambda} L \sin H \cos \delta + \Delta\varphi - \phi_R + 2\pi p = 2N\pi$$

donde  $N$  es un número entero que depende del orden de la franja elegida y que se estima de acuerdo con la declinación aproximada conocida de la radiofuente.

De la expresión anterior se deduce

$$\cos \delta = \frac{\lambda}{L} \frac{N - p}{\sin H} - \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \frac{\lambda}{\sin H \times L} + \frac{\phi_R}{2\pi} \frac{\lambda}{L \sin H} \quad (1.11)$$

Esta será la ecuación de trabajo que nos servirá para hallar la declinación.

Analícemos cada uno de los términos de la expresión anterior. El primer término daría la declinación correcta en el caso de que los desfases instrumentales

$\Delta y$  y  $\phi_R$  fuesen cero. El último término produce un error sistemático que puede determinarse al comienzo de cada observación haciendo una medición con un calibrador conocido. Finalmente, el término central corresponde a la variación de la fase instrumental que puede determinarse en todo momento en la forma que explicaremos en el capítulo 3.

## CAPITULO 2

"A third difficulty, about which comparatively little is known is that at very long baselines it becomes increasingly difficult to combine the signals from the two aeriads without introducing unwanted variations in their relative phase. For example, if the signal is transmitted along a lengthy baseline by means of a radio link, the random changes in the time delay over the link due to small changes in the atmosphere may prove to be serious ...." (R. Hanbury Brown and Sir Bernard Lovell; "The exploration of Space by Radio").

El sistema receptor del interferómetro típico de la figura 1 requiere un oscilador local en cada antena oscilando sincrónicamente a una frecuencia que llamaremos  $f_0$ . Para lograrlo se presentan tres posibilidades:

a.-Distribución de la frecuencia  $f_0$  desde un oscilador único situado en el laboratorio central.

b.-Distribución de un subarmónico de  $f_0$  que excite un multiplicador situado en la antena.

c.-Distribución de un subarmónico que fija la fase de los osciladores locales que están oscilando libremente a la frecuencia  $f_0$ .

Analicemos cada una de las opciones en un caso típico en que  $f_0 = 10$  Ghz ( $\lambda = 3$  cm.) y  $L = 2000 \lambda = 60$  mt. Supongamos que la distancia desde el foco de la antena al laboratorio central sea de 50 mt.

Con la primera opción sería necesario utilizar guía de onda de banda X ya que incluso con el mejor cable coaxial la atenuación sería excesiva. La guía de onda es muy cara y solo se fabrica en tramos de longitudes pequeñas por lo que habría que unir muchas de ellas y utilizar codos y flexiones para adaptar la guía a las configuraciones del terreno. Además, con tanta unión el problema de las reflexiones es muy serio. Esta opción pues, se desestima por poco práctica.

Con la segunda opción, un generador a frecuencia  $f_0/4 = 2,5$  Ghz. llevaría la señal a través de un cable coaxial -atenuación 0,07 db/mt - que excitaría un multiplicador. Este esquema puede resultar satisfactorio. Sin embargo, la eficiencia de un multiplicador con entrada en banda S y salida en banda X suele ser pequeña -10% con una potencia de entrada de 200 mWtt.- y cae rápidamente si decrece la potencia de entrada. Podría aumentarse la eficiencia utilizando diodos de recuperación gradual en lugar de diodos varactores pero este tipo de diodos debe evitarse ya que la diferencia de fase entre la señal de entrada y la señal de salida varía mucho con la temperatura y sería un efecto a sumar al que, como se verá, tratamos de corregir.

La tercera opción ofrece sobre la anterior las ventajas de que el oscilador de banda X en cada antena suministra una señal libre de armónicos y su nivel de salida no depende del nivel de entrada de la señal de banda S que en este caso se utiliza del modo indicado en la figura 6.

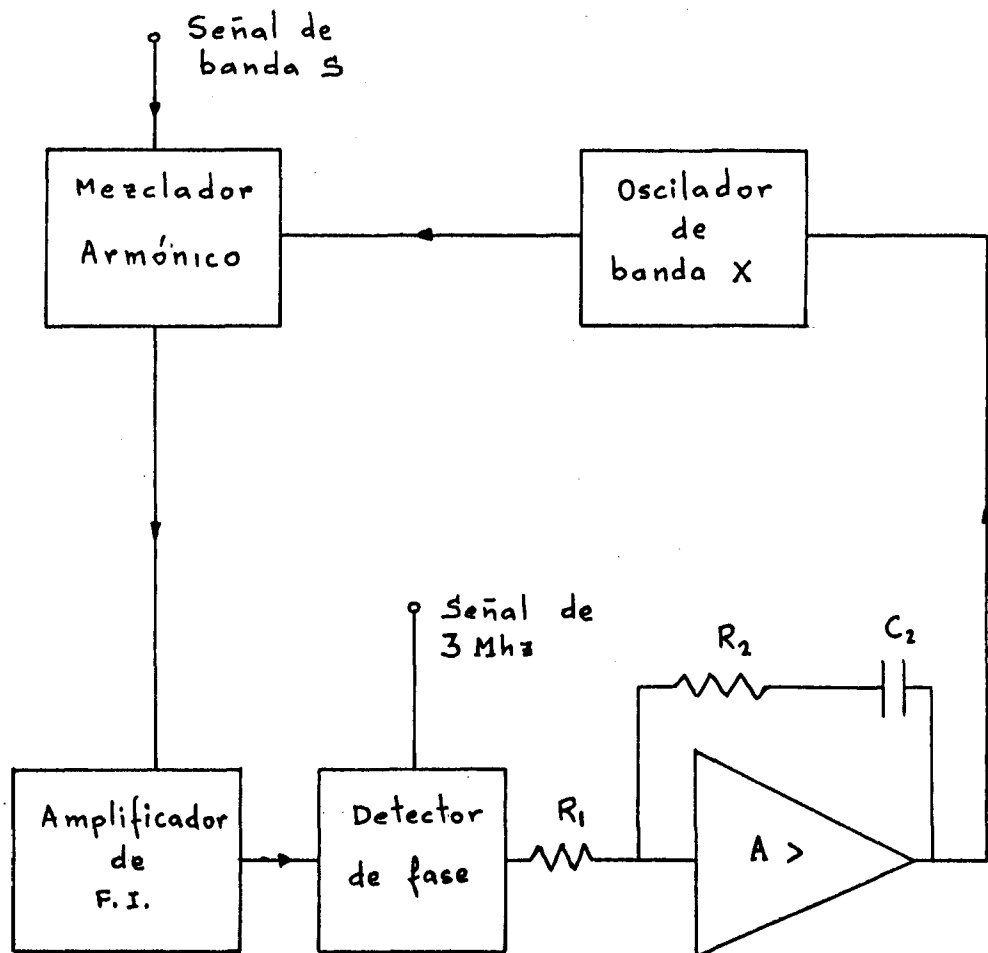


Figura 6. Sistema de fijación de fase.

Los osciladores locales quedan situados en los focos de cada antena y oscilan libremente a una frecuencia de, siguiendo el ejemplo típico, 10.000 Mhz. En el laboratorio central se dispone de un oscilador de frecuencia  $f_g = 2.500,750$  Mhz que se distribuye a través de sendos cables coaxiales hasta cada una de las antenas donde alimenta un mezclador-multiplicador. El cuarto armónico de  $f_g$  se bate con la señal del oscilador local produciendo una señal de frecuencia intermedia  $f_1 = 3$  Mhz que, después de amplificada, se compara en un detector síncrono con una señal de referencia  $S_r$  de frecuencia igual a 3 Mh. que es distribuida desde un oscilador estable situado en el laboratorio central.

Cuando la fase de la señal  $S_1$  sea distinta de la fase de la señal  $S_r$  - que es fija - el detector síncrono produce una señal de error que a través de un bucle de segundo orden se aplica al oscilador local, de forma que este ajustará su fase con la fase del oscilador de banda S hasta que el detector síncrono no produzca señal de error. La fase del oscilador local queda pues fijada con la fase del oscilador de banda S.

Observese que tanto el oscilador de banda S como el oscilador de referencia de 3 Mhz. son comunes para todo el sistema, por lo que los osciladores locales de los receptores en las antenas oscilarán sincronicamente siempre que las fases de las señales  $S_r$  y  $S_g$  sean iguales en los distintos receptores.

La elección de la frecuencia del oscilador de banda S y por consiguiente de la frecuencia intermedia resultante no es pues arbitraria. Viene condicionada por el he-



cho de que esta frecuencia intermedia debe estar muy separada de la frecuencia intermedia del interferómetro que típicamente suele estar en el margen de 30 a 70 Mhz. Así pues, 3 Mhz cumple bien este compromiso y es mas fácil de amplificar que si se hubiese elegido, por ejemplo, 100 Mhz.

### Efecto de la variación de temperatura ambiental sobre las fases de las señales $S_r$ y $S_s$ .

Como ya se ha indicado, las señales  $S_r$  y  $S_s$  que gobiernan el sincronismo de los osciladores locales se envían desde el laboratorio central a los focos de las antenas a través de cables coaxiales. Una parte de estos cables suele ir enterrada hasta la base de la antena y la otra parte al aire libre desde la base hasta el foco. Siguiendo con el mismo ejemplo, supongamos que 40 mts. van enterrados y 10 mts. al aire, y admitamos una variación extrema de temperatura de 2° C. para la parte enterrada y 20° C para la porción aérea. Tomando el coeficiente de dilatación del aluminio como  $2 \times 10^{-5}$  mt/° C supondría una variación de longitud de 1,6 mm. para la parte enterrada y de 4 mm. para la porción aérea. Es decir, un total de 5,6 mm.

Para la señal de 3 Mhz-longitud de onda de 100 mts.-una variación de 5,6 mm. representa una variación insignificante en la fase de  $S_r$ , por lo que ésta puede considerarse prácticamente constante.

En cambio, para la señal de banda S-longitud de onda aproximada de 12 cms.-la variación de 5,6 mm. representa una variación de 16,8° que se traduce en una va-

riación de 67,2° para la señal de banda X del oscilador local.

Con este ejemplo puede entenderse fácilmente que la influencia de la temperatura sobre el diagrama de interferometría se ejerce indirectamente a través de la señal que fija la fase de los osciladores locales.

Evidentemente, si los cambios de temperatura suceden lenta y uniformemente sobre todo el sistema, los cambios diferenciales de fase instrumental en las distintas antenas serán despreciables. Sin embargo, en la práctica, la exposición a la luz del sol varía de una antena a otra y, sobre todo en los periodos de salida y puesta de sol, pueden dar lugar a variaciones apreciables de los lóbulos de interferencia.

El ejemplo expuesto está muy simplificado ya que no se han considerado los posibles efectos de conectores, híbridos y pequeñas reflexiones que pueda haber en el camino eléctrico de la señal de banda S. Es por ello, que debe recurrirse a la medida de la variación de la fase, aspecto que se estudia en el capítulo siguiente.

### CAPITULO 3

#### Medida del desfase instrumental .

Se describe en este capítulo el equipo y el método empleado para conocer en cualquier momento, sin interrupción del seguimiento de la radiofuente, el desfase instrumental.

El método está inspirado en la técnica descrita por G.Swarup and K.S. Yang para el ajuste de las fases de grandes reflectores parabólicos o arrays de antenas(6). Consiste fundamentalmente en medir la variación de longitud eléctrica de los cables que llevan la señal de banda S por un método de reflectometría muy sensible.

El sistema está ilustrado en la figura 7 y el funcionamiento es como sigue.

Una fracción de la señal transmitida por el cable es reflejada en un punto situado en la entrada del oscilador local, vuelve por el cable y se combina en un híbrido con una fracción de la señal no transmitida por

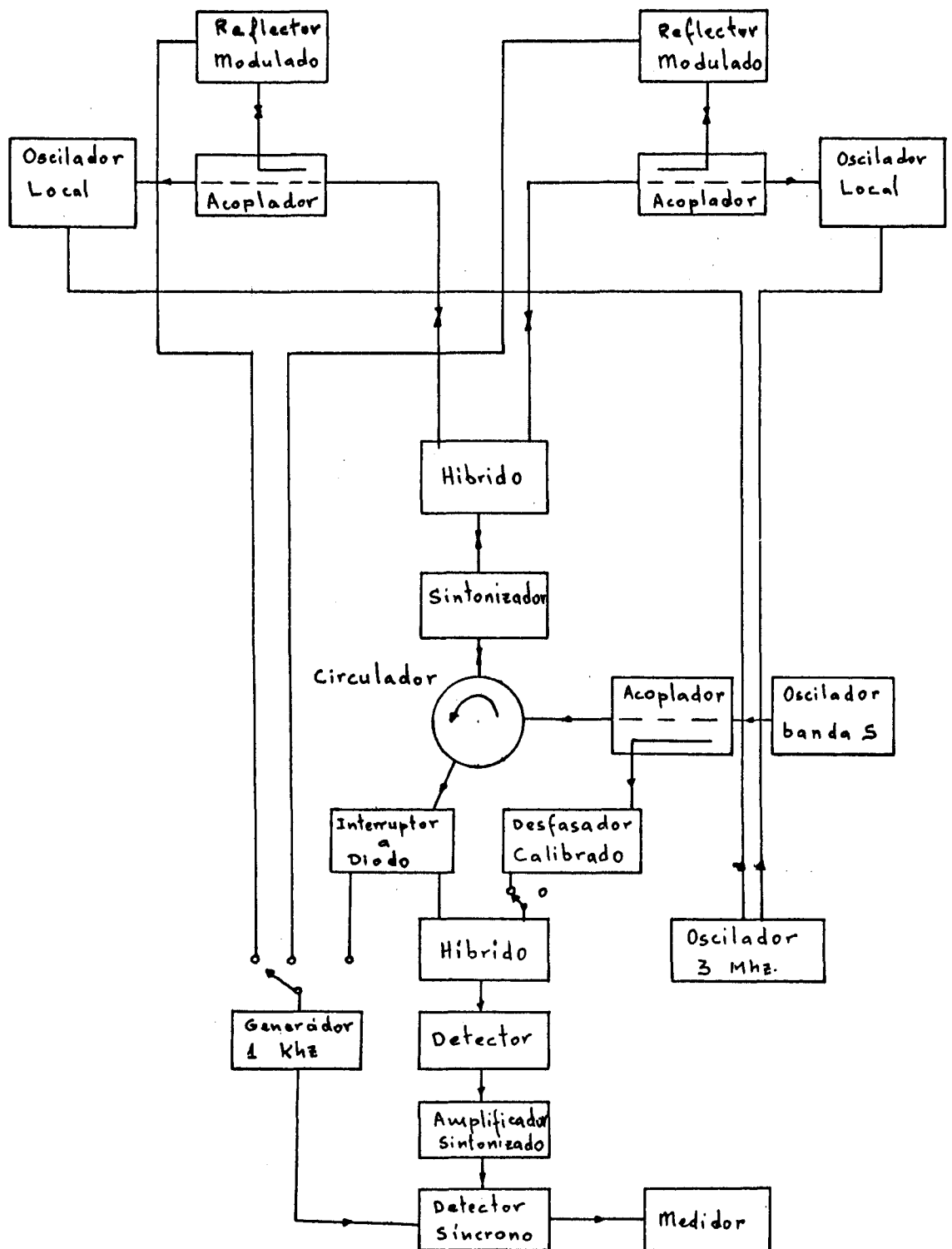


Figura 7. Diagrama de bloques del sistema usado para medir el desfase instrumental.

el cable, dando lugar a la formación de una onda estacionaria. La señal reflejada está modulada, distinguiéndose así esta componente de otras reflexiones que pudieran ocurrir en el sistema. El cambio de posición de los mínimos en la onda estacionaria indica cambios en la longitud del cable ya que la distancia eléctrica entre cualquier mínimo y el punto de reflexión permanece constante. En cada antena, a la entrada del oscilador local y a través de un acoplador direccional, se coloca el reflector modulado, consistente en un diodo excitado por una onda cuadrada y que alternativamente presenta a la salida del acoplador una impedancia cero o infinita a la radiofrecuencia, es decir un cortocircuito o un circuito abierto, con lo que la señal reflejada quedará también modulada en forma de onda cuadrada(7).

Analizemos a continuación de forma más detallada el funcionamiento del sistema siguiendo el diagrama de bloques de la figura 7.

La señal del oscilador de banda S pasa a través de un acoplador direccional, un circulador y un sintonizador y es transmitida a través de un divisor de potencia a los cables que la llevarán hasta el foco de las antenas. La mayor parte de esta señal va al sistema de fijación de fase descrito en el capítulo anterior, y una pequeña parte de la señal-10 ó 20 db por debajo- se dirige a través de un acoplador direccional hasta el reflector modulado. Este es excitado por una señal de baja frecuencia- 1 KHz.-que proviene del laboratorio central. La señal de banda S ya modulada vuelve por el cable en-

trando por la otra puerta del circulador. La señal que sale del circulador se combina con una parte-20 db+ de la señal del oscilador, parte que no está modulada- cuya fase puede variarse a través de un desfaseador ajustable calibrado. La señal combinada en el híbrido pasa por un detector cuadrático cuya salida contiene una onda cuadrada de frecuencia igual a la del modulador. Esta onda es amplificada en un amplificador sintonizado a 1 KHz. y combinada con la señal moduladora en un detector sincrónico cuya salida queda registrada en un medidor de cero.

La desviación de la aguja del medidor de cero es proporcional a la diferencia de fase( $\theta$ ) entre las señales que entran en el detector sincrónico. La fase del generador de la onda moduladora es fija. La que cambia es la fase de la onda reflejada- debido a la variación de la longitud del cable-, y por tanto la desviación de la aguja es proporcional a la fase de la onda reflejada.

Para conocer esta variación de fase se introduce el desfaseador ajustable. A medida que variamos el desfaseador, el medidor indica los sucesivos máximos y mínimos de la onda estacionaria resultante a la salida del híbrido.

Supongamos que en un principio el desfaseador se ha ajustado de forma que el medidor indica un mínimo de la onda estacionaria. Un cambio  $\delta$  en la longitud del cable producirá un cambio de fase en la señal reflejada igual a  $4\pi\delta/\lambda$  ya que la señal recorre el cable en las dos direcciones. El medidor puede volver a su posición

primitiva con un cambio de fase igual en el desfasador calibrado. El cambio de fase de la señal que llega al oscilador local en la antena, que es el que nos interesa, será pues la mitad, multiplicada por cuatro-orden del armónico- del cambio medido en el desfasador ajustable. La precisión de la medida dependerá fundamentalmente de la resolución del desfasador, que puede llegar a ser del orden de 0,25 mm en longitud lo cual corresponde a unos 3° de fase de la señal de banda X del oscilador local.

La función del sintonizador es importante. En realidad, no funciona acoplando el cable a la salida del circulador sino desacoplandolo ligeramente con objeto de lograr la máxima precisión en la determinación del mínimo de la onda estacionaria. Ya que el aislamiento del circulador en el camino inverso es del orden de los 25 db., una parte de la señal del oscilador de banda S saldrá por la puerta C. Esta parte de la señal no va modulada y su fase es constante. Al combinarse con la señal que pasa a través del desfasador produce un error en la fase de esta señal. Para minimizar este efecto se ajusta el sintonizador de forma que refleje una parte de la señal hacia la puerta B tal que cancele la componente no deseada en la puerta C.

Para realizar esto de forma correcta, la señal moduladora se envía ahora a un diodo interruptor y se abre la conexión entre el desfasador y el híbrido, terminando esta en 50 ohmios. De este modo la única señal que llega al detector es la que pasa por el camino inverso del circulador y la reflejada por el sintonizador. Ajustando éste se logra minimizar la señal que alcanza el medidor.

La demostración matemática del método nos permite comprenderlo mejor y deducir consecuencias muy importantes respecto al nivel relativo de las señales que se combinan en el híbrido.

Las señales que llegan al híbrido son:

1). Señal de referencia que proviene del oscilador de banda S, cuya fase es variable por medio del desfaseador ajustable, y que denominaremos

$$v_1 = V_1 \cos (w_s t + \phi)$$

2). Señal reflejada modulada en amplitud a una frecuencia  $w_m = 1 \text{ Khz.}$  y que denominaremos

$$v_2 = V_2 (1 + m \cos w_m t) \cos(w_s t + \phi)$$

Aunque la señal moduladora es en realidad una onda cuadrada, para el análisis matemático tomaremos la parte correspondiente al primer armónico pues es la que realmente nos va a influir, dado que existe en el camino de la señal detectada un amplificador sintonizado a dicha frecuencia.

3). Señal reflejada perfecta no modulada, que denominaremos

$$v_3 = V_3 \cos (w_s t + \psi)$$

que proviene del camino inverso del circulador u otra reflexión distinta de la producida por el reflector modulado.

Estas tres señales se suman en el híbrido y son detectadas por un detector cuadrático, de forma que la



amplitud de la corriente detectada viene dada por

$$I_d = A (v_1 + v_2 + v_3)^2$$

El espectro a la salida del detector contiene una componente continua, un término a la frecuencia de modulación y términos a frecuencias superiores, tal como se indica esquemáticamente en la figura 8.

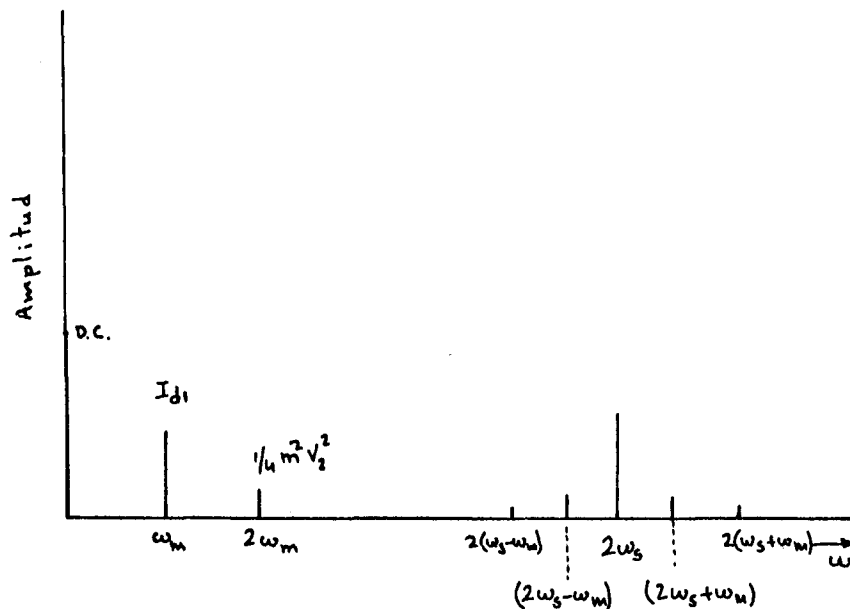


Figura 8. Espectro de la corriente detectada

Después de pasar el amplificador sintonizado a  $\omega_m$  la única componente de corriente es

$$I_{d1} = GAmV_2(V_2 + V_1 \cos(\phi - \theta) - V_3 \cos(\psi - \theta)) \times \cos \omega_m t$$

siendo G la ganancia del amplificador.

Esta corriente es mezclada en un detector síncrono con la señal moduladora

$$I_m = B \cos \omega_m t$$

produciendo una corriente de salida

$$I_o = k(V_2 + V_1 \cos(\phi - \theta) + V_3 \cos(\psi - \theta)) \cos^2 w_m t$$

que, una vez filtrado el término en  $2w_m$  produce una componente continua dada por

$$I_{dm} = K (V_2 + V_1 \cos(\phi - \theta) + V_3 \cos(\psi - \theta))$$

que se aplica al medidor.

Para estudiar el diagrama de onda estacionaria supongamos en principio que la señal parásita es nula, es decir  $V_3 = 0$ , con lo que

$$I_{dm} = K V_2 (1 + V_1/V_2 \cos(\phi - \theta))$$

y distingamos los siguientes casos:

a.-Amplitudes de la señal de referencia y señal reflejada aproximadamente iguales, es decir  $V_1 \simeq V_2$ . Entonces

$$I_{dm} = C(1 + \cos(\phi - \theta))$$

cuya amplitud está representada gráficamente en la figura 9.

Observamos que la distancia entre mínimos se mantiene constante e igual a  $2\pi$  radianes, o lo que es igual, a una longitud de onda respecto del desfasador ajustable. El mínimo obtenido es muy ancho con lo cual la precisión en la determinación del cero no será muy exacta.

b.-Amplitud de la señal de referencia mucho mayor que la de la señal reflejada, es decir,  $V_1 \gg V_2$ . En este caso

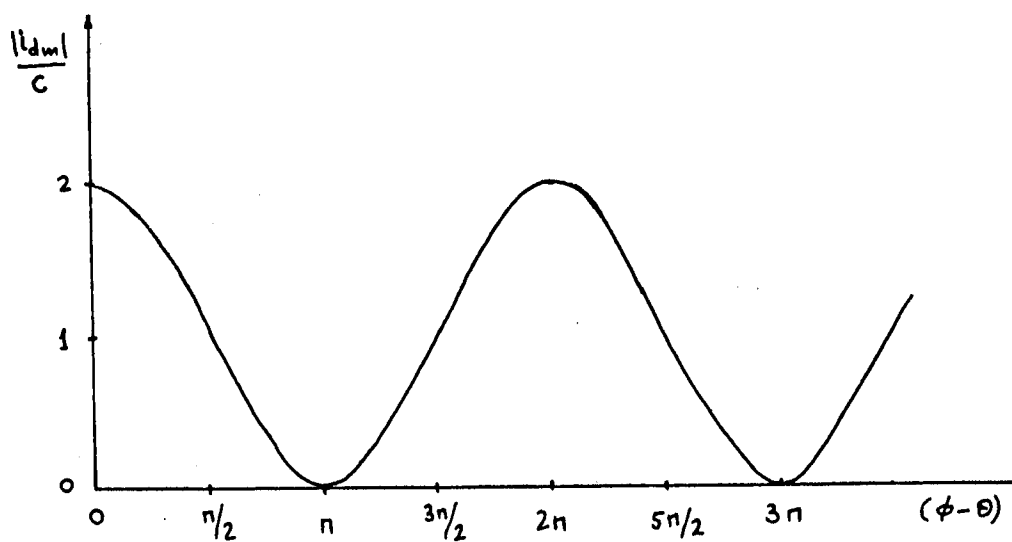


Figura 9. Onda estacionaria.  $V_1 = V_2$ .

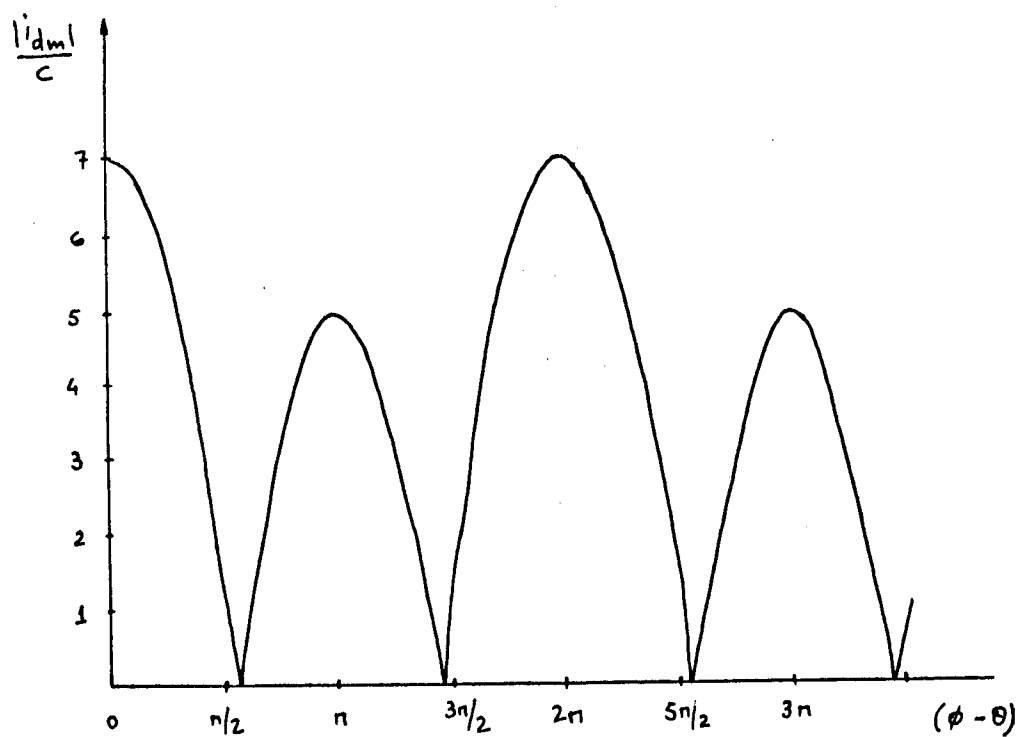


Figura 10. Onda estacionaria.  $V_1 = 6V_2$ .

$$I_{dm} = C (1 + V_1 / V_2 \cos (\phi - \theta))$$

cuya amplitud queda representada gráficamente en la figura 10.

Los sucesivos ceros de la corriente se obtienen para valores de  $\phi - \theta$  igual a

$$\phi - \theta = (2n + 1)\pi/2 - (-1)^n \arcsen V_2 / V_1$$

con  $n = 0, 1, 2, \dots$

La distancia entre mínimos es, aproximadamente, media longitud de onda. Para que el error sea mínimo es necesario hacer que la amplitud de la onda reflejada sea mucho menor que la amplitud de la señal de referencia. Por ejemplo, si  $V_1 = 100 V_2$ , lo cual significa que la onda reflejada está 40 db. por debajo de la de referencia, el error es del orden de los 35 minutos de arco, con lo que puede tomarse la distancia entre mínimos constante e igual a media longitud de onda.

Cuando ambas señales están en fase la amplitud máxima de la corriente medida es

$$I_{dm} = C (1 + V_1 / V_2)$$

y cuando están en contrafase el valor máximo viene dado por

$$I_{dm} = C (1 - V_1 / V_2)$$

que demuestra que los dos máximos deben ser aproximadamente iguales si la amplitud de la señal de referencia es mucho mayor que la de la señal reflejada.

c.-Amplitud de la señal de referencia menor que la amplitud de la señal reflejada.

Este caso es muy desfavorable, como se desprende de la inspección de la figura 11, ya que la amplitud de la corriente detectada es casi constante con lo que la apreciación de los mínimos sería muy inexacta.

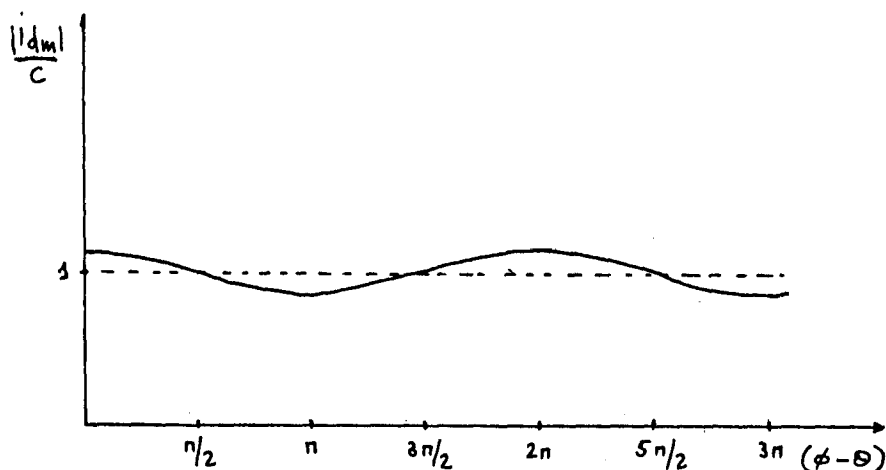


Figura 11. Onda estacionaria.  $V_1 = 0,2 V_2$ .

Consideremos ahora el efecto de la señal parásita no modulada. La expresión de la corriente detectada puede escribirse en la forma

$$I_{dm} = C(1 + V_1/V_2 \cos(\phi - \theta) - V_3/V_2 \cos(\psi - \theta))$$

La amplitud de la señal parásita puede ser mucho mayor que la de la señal reflejada modulada, ya que la reflexión puede ocurrir en un punto cercano a la salida del circulador. Un coeficiente de reflexión tan pequeño como 0,05 produce una onda reflejada que está aproximadamente 30 db. por debajo de la señal de referencia, o sea 10 db, por encima de la señal modulada, siguiendo con el nivel de señal del ejemplo b.

Para comprender la influencia de esta señal analicemos un caso en que  $V_3 = 3 V_2$  (aproximadamente 10 db mayor), y  $V_1 = 100 V_2$ . El error máximo -máxima desviación del mínimo-ocurrirá cuando  $\varphi - \theta = 0^\circ$ , en cuyo caso

$$I_{dm} = C ( 4 + 100 \cos ( \phi - \theta ) )$$

Los sucesivos ceros se obtienen para

$$\phi - \theta = (2n + 1) \pi/2 - (-1)^n \arccos 4V_2/V_1$$

que representa una desviación de  $29,18'$  respecto al caso exacto y  $12,43'$  respecto al caso en que no se considere la señal parásita.

Este error, como ya se vio, es del orden de la mínima desviación de fase apreciable por el sistema y por lo tanto debe ser eliminado, lo cual se logra con el sintonizador colocado a la salida de la puerta B del circulador, tal como se indicó anteriormente.

Observemos que en el caso de que  $V_1 = 10 V_2$  el error máximo sería de  $23^\circ, 35'$ , a todas luces inadmisibles. De aquí la importancia de que la señal de referencia sea al menos 40 db. más alta que la señal modulada reflejada.

#### Descripción del equipo usado.

En los experimentos prácticos el oscilador de banda S consiste de un klystron reflex que proporciona una frecuencia de 2.673,25 Mhz y está fijado en fase a un oscilador a cristal ajustable de aproximadamente 133 Mhz. Si se desea medir una resolución de 0,25 mm

sobre 50 mts., es decir, de 1 parte en  $2 \times 10^5$ , la estabilidad del oscilador debe ser cuando menos de este orden.

La atenuación de la señal desde el oscilador de banda S hasta el modulador puede estimarse en: 3,5 db. de los 50 mts. de cable; 3 db. del híbrido y 20 db. del acoplador direccional, con lo que el nivel de potencia reflejada en la puerta B del circulador queda 53 db. por debajo de la señal incidente.

La directividad del acoplador direccional colocado en el modulador debe ser mayor de 20 db. para que la señal de la componente modulada que pueda alcanzar el oscilador local quede al menos 40 db. por debajo de la señal de banda S. El acoplador Narda cumple estos requisitos.

Los híbridos deben tener una directividad mayor de 20 db, requisito que también cumple el modelo Narda

El circulador, modelo Melabs, posee una pérdida de inserción de 1 db. y un aislamiento de 30 db. De esta forma la señal no modulada que sale por el circulador queda a un nivel pequeño.

Si queremos que el nivel de la señal de referencia esté al menos 40 db. por encima del nivel de la señal modulada el acoplador direccional colocado en el oscilador de banda S debe tener un acoplamiento de 10 db., consiguiendo de este modo unos 43 db. de diferencia, con lo que seguimos estando en las condiciones estudiadas en el apartado anterior. Una directividad de 20 db. es suficiente por lo que el modelo Narda cumple estos requisitos.

El conjunto detector-amplificador sintonizado está formado por un detector Hewlett-Packard y un medidor de onda estacionaria Hewlett-Packard 4151 que posee una amplificación máxima de 60 db.

El sintonizador consiste de dos unidades en serie: un doble sintonizador de cortocircuito móvil modelo y un sintonizador a tornillo deslizando modelo . La sintonía se realiza primero con el doble sintonizador. Una vez conseguido lo mejor posible se vuelve a afinar con el tornillo deslizando, consiguiendo así un alto grado de cancelación de la señal parásita no deseada.

Respecto al oscilador de 1 KHz de onda cuadrada y el detector de fase, son circuitos electrónicos convencionales cuya descripción no consideramos necesaria.



## CAPITULO 4

### Efectos adicionales de la temperatura sobre el sistema de medida.

En el curso de los experimentos con el equipo de medida de variaciones de fase se observaron ciertas anomalías que, después de un estudio detenido, se llegó a la conclusión de que eran debidas a la variación de la frecuencia del oscilador de referencia de banda S con la temperatura.

Esta variación de frecuencia puede ser importante pues afecta la estabilidad del sistema en, al menos, tres aspectos.

a.-Afecta la calibración inicial del sistema, ya que cambia la sintonía fina realizada con el sintonizador a tornillo deslizante, no cancelandose de este modo la componente parásita no deseada. Este efecto puede subsanarse sin más que sintonizar el equipo previamente a toda medida.

b.-Si la variación de frecuencia se sale de un cierto límite(vease Apéndice I) el bucle de fijación de

fase de los osciladores locales queda desenchavado, perdiéndose la sincronización que es básica para el funcionamiento del interferómetro.

c.-Por último, para una longitud de cable  $l_0$ , un cambio de frecuencia  $\Delta f$  da lugar a un cambio de fase en la señal de banda S que alcanza el multiplicador de

$$\Delta\varphi = 2\pi l_0 / v \Delta f$$

Este efecto no debe preocupar si los cables son de igual longitud, ya que el cambio es el mismo para ambos osciladores locales y lo único que interesa son cambios de fase diferenciales. En el caso de que los cables fueran de longitudes distintas este efecto deberá tenerse en cuenta.

Así pues, las anomalías observadas-desfasajes medidos mucho mayores que los esperados-deberían ser a causa de la pérdida de fijación de fase.

Para estudiar la estabilidad del oscilador de banda S se añadió al sistema de medida un frecuencímetro digital HP 5245-L con dos unidades enchufables, una para medir la frecuencia básica de 133 Mhz., y otra para la frecuencia de banda S. Y se dispusieron dos termómetros, uno en cualquier parte del laboratorio, y otro encima del oscilador de banda S en el bastidor. Los resultados de las medidas son los indicados en las tablas y gráficos siguientes.

TABLA N° 1

Variación de la frecuencia básica del oscilador a cristal con la temperatura, medida en el interior del laboratorio central.

<u>Temperatura, °F</u>	<u>Frecuencia, Khz.</u>
68	133.663,679
69,5	133.663,636
70	133.663,659
72	133.663,600
74	133.663,506
75,5	133.663,429
77	133.663,453
77,5	133.663,420
78	133.663,404
79	133.663,360
79,5	133.663,338
83	133.663,172
85	133.663,150

TABLA Nº 2

Variación de la frecuencia del oscilador de banda S con la temperatura medida en el interior del laboratorio central.

<u>Temperatura, °F</u>	<u>Frecuencia, Khz.</u>
68	2673.272,691
69	2673.2729000
71	2673.271,432
73	2673.270,831
74	2673.269,850
75	2673.269,750
75,5	2673.269,080
76	2673.268,835
77	2673.267,600
778	2673.267,850
79	2673.266,680
80	2673.266,025
82	2673.265,001

TABLA Nº 3

Variación de la frecuencia del oscilador de banda S con la temperatura medida sobre el oscilador montado en el bastidor correspondiente.

<u>Temperatura, °F</u>	<u>Frecuencia, Khz.</u>
86	2673.272,691
89	2673.271,960
90	2673.270,850
91	2673.269,850
92	2673.269,676
93	2673.268,743
94	2673.268,860
95	2673.267,750
97	2673.266,660
98	2673.266,010

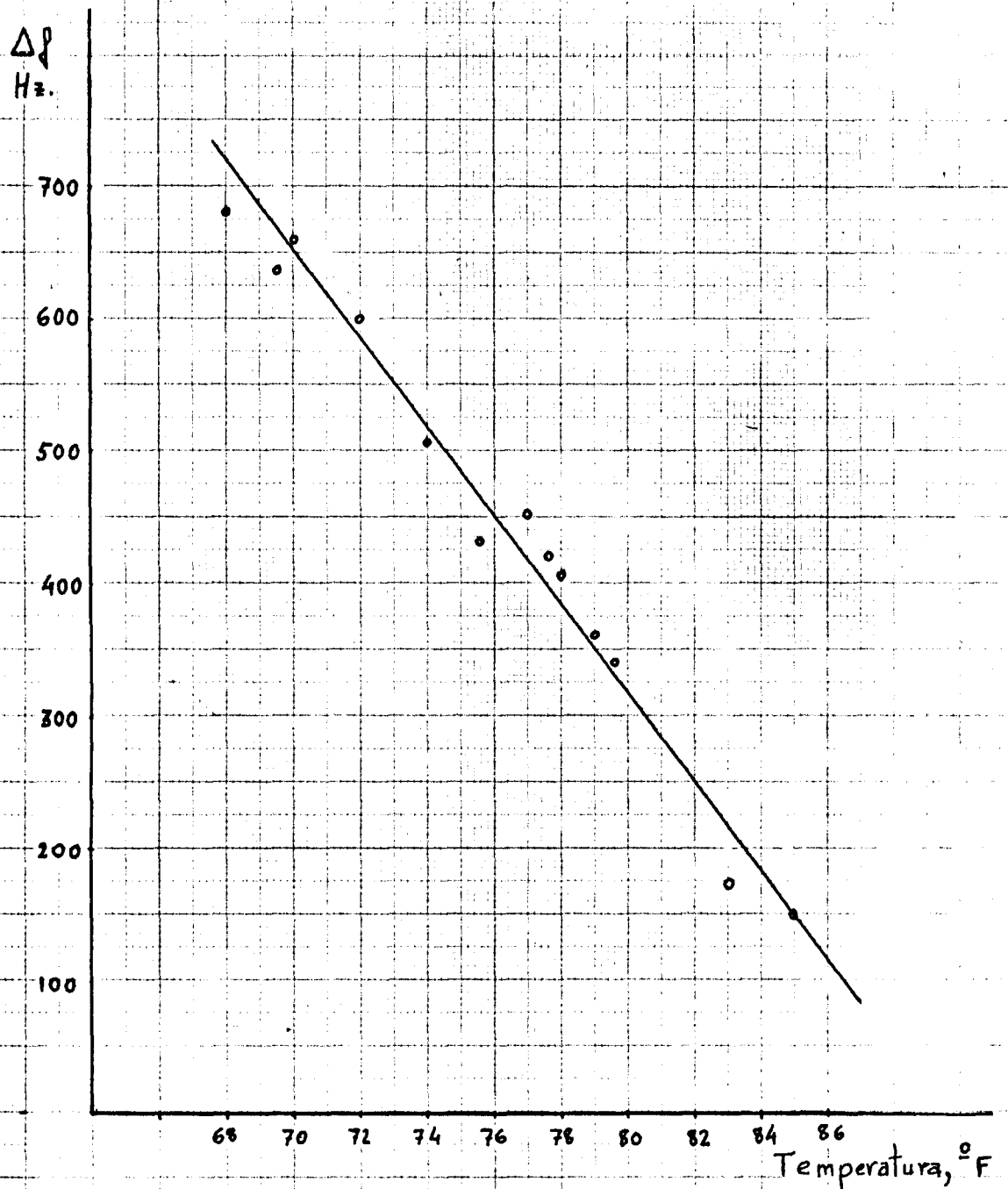


Figura 12.- Variación de la frecuencia básica del oscilador a cristal con la temperatura, medida en el interior del laboratorio central. La variación está tomada con respecto a  $f_0=133.663,000$  KHz.

$\Delta f$   
kHz.

13  
12  
11  
10  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1

68 70 72 74 76 78 80 82 84 86 T, °F.

Figura 13.- Variación de la frecuencia del oscilador de banda S con la temperatura medida en el interior del laboratorio central. La variación está tomada con respecto a  $f_0=2673.260,000$  KHz.

$\Delta f$   
KHz.

13  
12  
11  
10  
9  
8  
7  
6  
5  
4  
3  
2  
1

86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99  
Temperatura, ° F

Figura 14.- Variación de la  $f$  en un oscilador de banda S con la temperatura medida sobre el oscilador -- montado en el bastidor correspondiente. La variación está tomada con respecto a  $f_0 = 2673.260,000$  KHz.



De los resultados obtenidos se desprenden las siguientes conclusiones:

-La variación de la frecuencia del oscilador a cristal es lineal con la temperatura, teniendo una pendiente de  $-32 \text{ Hz/}^{\circ}\text{C}$  aproximadamente, sin que haya cambios bruscos incluso por encima de la temperatura crítica. Debemos notar que estas mediciones se realizaron en el mes de Julio cuando las temperaturas alcanzan los valores máximos, por lo que la estabilidad del oscilador a cristal queda garantizada.

-La variación de la frecuencia de salida del oscilador de banda 3 se mantiene lineal hasta alcanzar la temperatura crítica y tiene una pendiente de  $-0,625 \text{ KHz/}^{\circ}\text{C}$ , es decir, unas 20 veces la pendiente del oscilador a cristal, como era de esperar. La variación máxima observada es de 7 KHz. Aun admitiendo que durante el invierno esta variación pueda doblarse, la estabilidad del sistema de fijación de fase de los osciladores de las antenas queda plenamente garantizada ya que la máxima variación permitida es de 40 KHz. (Véase el Apéndice I).

-Por encima de la temperatura crítica la frecuencia del oscilador de banda 3 varía de modo aleatorio y rápido llegando esta variación a afectar incluso a las centenas de KHz, con lo que la estabilidad del oscilador es menor que la requerida y al ser la variación de frecuencia del bucle de fijación de fase mayor de 160 KHz el sistema pierde su sincronía.

La conclusión lógica es que el fallo se produce en los circuitos de fijación de frecuencia del oscilador fundamental a cristal al oscilador de banda 3 y como consecuencia el sistema básico de fijación de fase de banda X

queda desenchavado quedando así destruido todo el fundamento del interferómetro.

La solución a ensayar podía ser doble. Una, reemplazar todo el oscilador de banda 6 por uno más estable a temperaturas altas. Otra, colocar un pequeño ventilador próximo a dicho oscilador en el bastidor de modo que la temperatura en él no sobrepase los 95 °F. Esta última fue la solución adoptada por considerarla más fácil y económica. Con esto el sistema trabajó correctamente.

## APENDICE I

### Sistema de fijación de fase de los osciladores locales.

El diagrama de bloques del sistema de fijación de fase es el indicado en la figura 6.

La frecuencia del oscilador de banda  $\lambda$  se controla por medio de un bucle de segundo orden cuyas características vienen determinadas por la elección de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  y el condensador  $C_2$ . Se ha elegido un filtro activo porque así el margen dentro del cual se mantiene la fijación de fase, para una variación lineal de la frecuencia, es a veces mayor que el del simple filtro pasivo, siendo  $A$  la ganancia del amplificador operacional que es del orden de 100.

El estudio sigue el tratamiento dado por Gardner.

La frecuencia natural del bucle viene dada por

$$\omega_n = (K_0 K_d / \tau_1)^{1/2} \quad (1-1)$$

y el factor de amortiguamiento por

$$\zeta = \frac{\tau_2}{2} (K_0 K_d / \tau_1)^{1/2} \quad (1-2)$$

siendo

$$\tau_1 = R_1 C_2$$

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

$K_0$  = desviación de frecuencia del oscilador controlado por voltaje (klystron de banda X) por voltio de la señal de control ( $\text{rad. seg}^{-1} \cdot \text{vol}^{-1}$ )

$K_d$  = señal de salida del detector de fase por radian de cambio de fase de la señal de frecuencia intermedia ( $\text{volt. rad}^{-1}$ ).

La frecuencia  $\omega_n$  se escoge de modo que el sistema no quede desensalvado por las variaciones bruscas de frecuencia del oscilador de banda X. Estas variaciones pueden ser debidas a vibraciones mecánicas y pueden ser del orden de unos pocos kHz en unos pocos milisegundos. Un bucle queda desensalvado para una variación de frecuencia  $d\omega_n / dt = \omega_n^2$ . Por lo tanto un valor de  $\omega_n = 10^5$  es satisfactorio.

Un valor de amortiguamiento muy aceptado es  $\zeta = 0,8$ . Para el oscilador empleado  $K_0 = 3 \times 10^7 \text{ rad. seg}^{-1} \cdot \text{vol}^{-1}$ . lo cual significa una variación de 3 a 10 kHz por voltio aplicado.

Por último  $K_d = 0,5 \text{ vol por radian}$ , suministrado por el fabricante del detector de fase.

Con estos valores, de las fórmulas (1-1) e (1-2) se dedu-

$$\tau_1 = 1,5 \times 10^{-3} \text{ seg.}$$

$$\tau_2 = 1,6 \times 10^{-5} \text{ seg.}$$

A partir de aquí, y después de varias combinaciones ensayadas los valores elegidos de  $R_1$ ,  $R_2$  y  $C_2$  son

$$R_1 = 100 \text{ K} \quad , \quad R_2 = 1 \text{ K} \quad , \quad C_2 = 0,02 \mu\text{F.}$$

Por último hallamos la máxima variación de frecuencia permisible a la señal de banda 3 de referencia.

Si la variación de frecuencia es aproximadamente lineal, tal como sucede en nuestro caso hasta alcanzar la temperatura crítica, el margen dentro del cual se mantiene la fijación viene dado aproximadamente por

$$\Delta \omega = \pm 0,7 K_0 K_d \Delta$$

que en nuestro caso resulta ser

$$\Delta \omega = 105 \text{ KHz.}$$

respecto a la señal de banda X. Por lo tanto para la señal de banda 3 será la cuarta parte, es decir, unos 26 KHz.

Si los cambios suceden bruscamente, como es el caso por encima de la temperatura crítica, la máxima variación de frecuencia para que el bucle pueda entrar en fijación es

$$\Delta \omega_z = 2 \zeta \omega_n$$

que en nuestro caso resulta ser

$$\Delta \omega_z = 100 \text{ KHz}$$

respecto de la señal de banda 1 y por lo tanto de unos 40 KHz respecto a la señal de banda 3.

### BIBLIOGRAFIA

- 1.- Radio Astronomy. J.D. Kraus. McGrawHill.
- 2.- Microwave Scanning Antennas. R.C. Hansen Vol I.
- 3.- "Accurate Measurement of the Declinations of Radio Sources" R.B. Read. The Astrophysical Journal. Vol 138, July 1, 1963.
- 4.- The Exploration of Space by Radio. R.H. Brown and B. Lowell.
- 5.- "Phase Adjustment of Large Antennas". G. Swarup and K.S. Yang. IRE Transactions On AP- Vol 9. January 1961.
- 6.- Solar Radio Astronomy. A. Kundu.
- 7.- Microwave Semiconductor Devices. A. Watson.
- 8.- Information, Transmission, Modulation and Noise. M. Schwartz. M.G.H.
- 9.- "The local oscillator system for the five-element array". A.R. Thompson. Internal Report del RadioScience Laboratory. Universidad de Stanford.
- 10.- "The design of a phase-sensitive measuring system" A.R. Thompson. Internal Report del RadioScience Laboratory. Universidad de Stanford.
- 11.- Microwave Measurements. E.L. Ginzton. M.G.H.

## INDICE

	<u>Página</u>
INTRODUCCION . . . . .	1
CAPITULO 1 . . . . .	5
A.-Influencia del desfase instrumental en el diagrama de interferometria.	
B.-Influencia del desfase instrumental en la medida de la declinación de una radiofuente. . . . .	10
Interferómetro de tránsito meridiano.	
Interferómetro de seguimiento. . . . .	12
Error mínimo corregible. . . . .	18
CAPITULO 2.-	
A.-Desfase instrumental causado por la variación de temperatura ambiente. . . . .	19
B.-Efecto de la variación de temperatura sobre las fases de las señales $S_r$ y $S_e$ . . . . .	23
CAPITULO 3.-	
A.-Medida del desfase instrumental. . . . .	25
B.-Descripción del equipo usado. . . . .	36
CAPITULO 4.-	
Efectos adicionales de la temperatura sobre el sistema de medida. . . . .	39
APENDICE I.-	
Sistema de fijación de fase de los oscila- dores locales . . . . .	49
REFERENCIAS: . . . . .	52

## LISTA DE FIGURAS

<u>Figura</u>		<u>Página</u>
1	Esquema básico de un interferómetro multilicador. . . . .	6
2	Franjas de interferometria ideales y desviadas . . . . .	9
3	Registro del paso de una radiofuente de pequeño diametro angular por el meridiano . . . . .	11
4	Posición de la radiofuente de coordenadas ecuatoriales -declinación- y H -ángulo horario. . . . .	13
5	Franjas de interferometria observadas a diferentes angulos horarios . .	15
6	Sistema de fijación de fase . . . . .	21
7	Diagrama de bloques del sistema de medida del desfase instrumental . .	26
8	Espectro de la corriente detectada .	31
9	Onda estacionaria para $V_1 = V_2$ . . .	33
10	Onda estacionaria para $V_1 = \frac{1}{2} V_2$ . .	33
11	Onda estacionaria para $V_1 = 0,2 V_2$ .	35
12	Variación de la frecuencia del oscilador a cristal con la temperatura . . . . .	44
13	Idem del oscilador de banda S . . . .	45
14	Idem del oscilador de banda S . . . .	46